

16.11.2004

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

REC'D 13 JAN 2005	
WIPO	PCT

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日
Date of Application: 2003年12月10日

出願番号
Application Number: 特願2003-412310
[ST. 10/C]: [JP2003-412310]

出願人
Applicant(s): ソニー株式会社

PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

2004年12月24日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

八月

洋

EST AVAILABLE COPY

【書類名】 特許願
【整理番号】 0390827604
【提出日】 平成15年12月10日
【あて先】 特許庁長官殿
【国際特許分類】 H04B 1/40
【発明者】
 【住所又は居所】 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内
 【氏名】 飯田 幸生
【特許出願人】
 【識別番号】 000002185
 【氏名又は名称】 ソニー株式会社
【代理人】
 【識別番号】 100093241
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 宮田 正昭
【選任した代理人】
 【識別番号】 100101801
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 山田 英治
【選任した代理人】
 【識別番号】 100086531
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 澤田 俊夫
【手数料の表示】
 【予納台帳番号】 048747
 【納付金額】 21,000円
【提出物件の目録】
 【物件名】 特許請求の範囲 1
 【物件名】 明細書 1
 【物件名】 図面 1
 【物件名】 要約書 1
 【包括委任状番号】 9904833

【書類名】特許請求の範囲**【請求項1】**

増幅素子と、
前記増幅素子の負荷として並列に装荷されたL-C並列共振回路及びL-C-R直列共振回路と、
を備えることを特徴とする増幅器。

【請求項2】

増幅素子と、
前記増幅素子の負荷として装荷された、s-plane上で複数の極点及び該極点間に零点が配置されたバンドパス・フィルタと、
を備えることを特徴とする増幅器。

【請求項3】

前記バンドパス・フィルタは、前記増幅器の出力端子に対し直列的に装荷されたキャパシタを持たない、
ことを特徴とする請求項2に記載の増幅器。

【請求項4】

前記増幅素子の出力端子と前記増幅器の出力端子の間にインダクタンス及びキャパシタが直列的に装荷されていない、
ことを特徴とする請求項2に記載の増幅器。

【請求項5】

ゲート接地回路及びカスコード回路と組み合わせる、
ことを特徴とする請求項1又は2のいずれかに記載の増幅器。

【請求項6】

ソース接地回路及びカスコード回路及び電圧帰還回路と組み合わせる、
ことを特徴とする請求項1又は2のいずれかに記載の増幅器。

【請求項7】

アンテナと、バンドパス・フィルタと、受信信号を電圧増幅する低雑音アンプと、電圧増幅された受信信号を周波数変換によりダウンコンバートするダウンコンバータと、自動利得制御器と、アナログ-デジタル変換器と、受信データのデジタル信号処理を行なう信号処理回路を備え、
前記低雑音アンプは請求項1又は2のいずれかに記載の増幅器により構成される、

ことを特徴とする無線通信装置。

【請求項8】

アンテナと、バンドパス・フィルタと、受信信号を電圧増幅する低雑音アンプと、電圧増幅された受信信号を周波数変換によりダウンコンバートするダウンコンバータと、自動利得制御器と、アナログ-デジタル変換器と、送信データをアナログ信号に変換するデジタル-アナログ変換器と、アナログ送信信号を周波数変換してアップコンバートするアップコンバータと、アップコンバートされた送信信号の電力を増幅するパワーアンプと、送受信データのデジタル信号処理を行なう信号処理回路を備え、
前記低雑音アンプは請求項1又は2のいずれかに記載の増幅器により構成される、

ことを特徴とする無線通信装置。

【書類名】明細書

【発明の名称】増幅器並びに通信装置

【技術分野】

【0001】

本発明は、無線通信の送受信に用いられる増幅器並びに通信装置に係り、特に、例えばUWB（ウルトラワイドバンド）通信に適用され、受信信号の高周波成分の電圧増幅を行なう増幅器並びに通信装置に関する。

【0002】

さらに詳しくは、本発明は、UWB通信で使用される広い周波数範囲において一括して増幅を行なう増幅器並びに通信装置に係り、特に、広い周波数範囲において平坦な増幅特性を備え、寄生容量による劣化を防止し、且つ群遅延時間が短い広帯域増幅器並びに通信装置に関する。

【背景技術】

【0003】

有線方式によるLAN配線からユーザを解放するシステムとして、無線LANが注目されている。無線LANによれば、オフィスなどの作業空間において、有線ケーブルの大半を省略することができるので、パーソナル・コンピュータ（PC）などの通信端末を比較的容易に移動させることができ。近年では、無線LANシステムの高速化、低価格化に伴い、その需要が著しく増加してきている。特に最近では、人の身の回りに存在する複数の電子機器間で小規模な無線ネットワークを構築して情報通信を行なうために、パーソナル・エリア・ネットワーク（PAN）の導入が検討されている。

【0004】

例えば、近年、「ウルトラワイドバンド（UWB）通信」と呼ばれる、極めて広い周波数帯域を使用して無線通信を行なう方式が、近距離超高速伝送を実現する無線通信システムとして注目され、その実用化が期待されている。現在、IEEE802.15.3などにおいて、ウルトラワイドバンド通信のアクセス制御方式として、プリアンブルを含んだパケット構造のデータ伝送方式が考案されている。

【0005】

UWB通信では、例えばDS-SSやOFDMなどの変調方式が考えられている。前者のDS-SS方式によれば、情報信号にPN（Pseudo Noise：疑似雑音）符号と呼ばれるランダム符号系列を乗算することにより占有帯域を直接拡散（DS：Direct Spread）して送信し、受信側において、受信した拡散情報信号にPN符号を乗算することにより逆拡散して情報信号を再生する。例えば3GHzから10GHzという超高帯域な周波数帯域に拡散して送受信を行なうことにより高速データ伝送を実現することができる。

【0006】

また、後者のOFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplexing：直交周波数分割多重）方式によれば、各キャリアがシンボル区間内で相互に直交するように各キャリアの周波数が設定され、情報伝送時には、複数のデータを各キャリアに割り当ててキャリア毎に振幅及び位相の変調を行ない、その複数キャリアについて逆FFTを行なうことで周波数軸での各キャリアの直交性を保持したまま時間軸の信号に変換して送信する。また、受信時にはFFTを行なって時間軸の信号を周波数軸の信号に変換して各キャリアについてそれぞれの変調方式に対応した復調を行ない元のシリアル信号で送られた情報を再生する。送信データを周波数の異なる複数のキャリアに分配して伝送するので、各キャリアの帯域が狭帯域となり、周波数選択性フェージングの影響を受け難くなる。

【0007】

ところで、無線通信機においては、無線信号の受信時において受信信号の電圧増幅を行なうことが一般的である。例えば、上述したウルトラワイドバンド通信においては、低雑音アンプ（LNA）によって高周波成分の電圧増幅を行なう。この際、UWBで使用され

る3GHz～5GHzという2GHzにわたる広い周波数範囲において一括して電圧増幅を行なうことが望まれている。

【0008】

広帯域増幅器は、一般に、MOS-FET (Metal Oxide Semiconductor-Field Effect Transistor) やバイポーラ・トランジスタなどで構成される増幅素子と、バンドパス・フィルタの組み合わせによって構成することができる（例えば、非特許文献1を参照のこと）。

【0009】

図8には、増幅素子と1次のバンドパス・フィルタ（BPF）の組み合わせで構成される広帯域増幅器の構成を示している（例えば、非特許文献2を参照のこと）。

【0010】

図示の通り、この広帯域増幅器は、MOS-FET又はバイポーラ・トランジスタで構成される増幅素子102のドレイン及びソースに、並列コイルLp103、並列キャパシタCp104、及び抵抗RL105からなるL-C-R並列共振回路からなる1次バンドパス・フィルタを負荷として並列に装荷して構成されている。

【0011】

図中の参照番号101はこの広帯域増幅器の入力端子を表し、参照番号108は広帯域増幅器の出力端子を表し、増幅素子102は電圧制御電流源（Voltage Controlled Current Source）として動作する。すなわち、入力端子101における電圧V1は、増幅素子102のゲートに印加され、増幅素子は、このゲート電圧V1をgm倍した電流を図中矢印の向きに出力する。このときの出力端子108の電圧をV2とする。

【0012】

図8に示した広帯域増幅器の伝達関数H(s)を下式に表す。

【0013】

【数1】

$$H(s) = \frac{-s \cdot L_p \cdot R_L \cdot gm}{s^2 \cdot L_p \cdot C_p \cdot R_L + s \cdot L_p + R_L}$$

【0014】

また、図9には、図8に示した広帯域増幅器の極零配置をs-plane上で示している。同図において、零点を○で、極点を×で示している。そして、s-plane上では、伝達関数H(s)の分母が0となる点に極点が配置され、分子が0となる点に零点が配置される。図示の例では、s-planeの中央に零点が配置されるとともに、バンドパス・フィルタの次数に相当する個数の極点がs-planeの片側に現れる。

【0015】

また、図10及び図11には、図8に示した広帯域増幅器の伝達特性例と群遅延特性をそれぞれ示している。但し、中心周波数を4GHzにして、 $gm \times R_L = 1$ として正規化している。s-plane上において零点で $-\infty$ 、極点では $+\infty$ の伝達特性をそれぞれ持つとしたときのimagine軸上での断面がバンドパス・フィルタの伝達特性に相当する。ここで、図10に示したように、通過帯（例えば、3GHz～5GHz）を平坦にするようにL-C-R並列共振回路のパラメータ（すなわち図9にし召したs-plane伝達特性）を設定したバンドパス・フィルタをバタワース（Butterworth）フィルタと呼び、このような伝達特性をバタワース特性と言う。

【0016】

しかしながら、図8に示したような増幅素子の負荷として、L-C-R並列共振回路からなる1次バンドパスを装荷して構成される広帯域増幅器の場合、図10及び図11からも判るように、以下の問題点がある。

【0017】

(1) 周波数特性は単峰特性になり、広帯域で使用可能なほどの十分な平坦性は持たない。これは、1次バンドパス・フィルタは片側で次数分すなわち1個の極点しか持たないということにも依拠する。

【0018】

(2) 図8のように比較的簡素な構成ではあるが、それでも群遅延時間がある。

【0019】

ここで、平坦性を保つ帯域幅を広げるには、コイルLpを大きくするか、又は抵抗RLを小さくしなければならない。しかしながら、インダクタンスLpを大きくすると、自己共振周波数が低いので、高周波での動作に適さなくなってしまう。また、抵抗値RLを小さくすると、利得が低下してしまう。

【0020】

また、図12には、増幅素子と2次のバンドパス・フィルタ(BPF)の組み合わせで構成される広帯域増幅器の構成を示している。

【0021】

図示の通り、この広帯域増幅器は、MOS-FET又はバイポーラ・トランジスタで構成される増幅素子102のドレイン及びソースに、2次バンドパス・フィルタを負荷として並列に装荷して構成されている。この2次バンドパス・フィルタは、並列コイルLp103及び並列キャパシタCp104からなるL-C並列共振回路と、直列コイルLs107及び直列キャパシタCs106からなるL-C直列共振回路と、抵抗RL105とで構成される。

【0022】

図中の参照番号101はこの広帯域増幅器の入力端子を表し、参照番号108は広帯域増幅器の出力端子を表し、増幅素子102は電圧制御電流源として動作する。すなわち、入力端子101における電圧V1は、増幅素子102のゲートに印加され、増幅素子は、このゲート電圧V1をgm倍した電流を図中矢印の向きに出力する。このときの出力端子108の電圧をV2とする。

【0023】

図12に示した広帯域増幅器の伝達関数H(s)を下式に表す。

【0024】

【数2】

$$H(s) = \frac{-s^2 \cdot L_p \cdot C_s \cdot R_L \cdot g_m}{s^4 \cdot L_p \cdot L_s \cdot C_p \cdot C_s + s^3 \cdot L_p \cdot C_p \cdot C_s \cdot R_L + s^2 \cdot (L_p \cdot C_p + L_s \cdot C_s + L_p \cdot C_s) + s \cdot C_s \cdot R_L + 1}$$

【0025】

図13には、図12に示した広帯域増幅器の極零配置をs-plane上で示している。同図において、零点を○で、極点を×で示している。s-plane上では、伝達関数H(s)の分母が0となる点に極点が配置され、分子が0となる点に零点が配置される。図示の例では、s-planeの中央に零点が配置されるとともに、バンドパス・フィルタの次数に相当する2個の極点がs-planeの片側に現れる。ここでは、通過帯(たとえは3GHz～5GHz)を平坦にするためにバタワース特性としている。

【0026】

また、図14及び図15には、図12に示した広帯域増幅器の伝達特性例と群遅延特性をそれぞれ示している。但し、中心周波数を4GHzにして、 $g_m \times R_L = 1$ として正規化している。

【0027】

図12に示したような増幅素子の負荷として2次バンドパスを装荷して構成される広帯域増幅器の場合、図10と図14との比較からも判るように通過帯における平坦特性は向上するものの、以下の問題点がある。

【0028】

(1) 図11と比較して群遅延時間が長く、電圧帰還増幅回路に適さない。これは、増幅素子102の出力端子と増幅器としての出力端子108との間に直列コイルLs107並びに直列キャパシタCs106が直列的に挿入されており、このL-C回路による共振が遅延の要因となることに依拠する。(図8に示した増幅器の場合、増幅素子102の出力端子がそのまま増幅器としての出力端子108となっており、このような群遅延の問題はない。)

【0029】

(2) 増幅器の出力端子108に後段の回路(ダウンコンバータやAGC、A/D変換器など)が接続された場合、これが増幅器にとって寄生容量となるが、出力端子とGNDの間に容量素子が存在しないので、出力端子に付いた寄生容量を定数の一部として吸収することができず、周波数特性が劣化してしまう。

【0030】

図12に示した例では、直列キャパシタCs106と寄生容量が直列接続された構成となるため、寄生容量の影響を除去することは困難である。これに対し、図8に示した例では、寄生容量に直列接続されるキャパシタではなく、並列キャパシタCpが寄生容量と並列接続された構成となっているので、並列キャパシタCp104の容量を減じることにより、寄生容量の問題を容易に取り除くことができる。

【0031】

【非特許文献1】柳沢健、神谷紀嘉共著「フィルタの理論と設計」(秋葉出版、1986)

【非特許文献2】Guillermo Gonzalez著“Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design”(pp. 170-172, Prentice Hall, 1984)

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0032】

本発明の目的は、UWB通信で使用することが可能な、広い周波数範囲において一括して増幅を行なうことができる、優れた増幅器並びに通信装置を提供することにある。

【0033】

本発明のさらなる目的は、広い周波数範囲において平坦な増幅特性を備え、寄生容量による劣化を防止し、且つ群遅延時間が短い、優れた増幅器並びに通信装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0034】

本発明は、上記課題を参照してなされたものであり、増幅素子と、前記増幅素子の負荷として装荷された、s-plane上で複数の極点及び該極点間に零点が配置されたバンドパス・フィルタと、を備えることを特徴とする増幅器である。

【0035】

s-plane上において零点で $-\infty$ 、極点では $+\infty$ の伝達特性をそれぞれ持つとしたときのimaginary軸上での断面が伝達特性に相当する。このことから、本発明に係る広帯域増幅器によれば、原点以外の場所に配置された零点とその近辺の極点との相互

作用により、通過帯における平坦特性は向上する。具体的には、本実施形態に係る広帯域特性は、2次バンドパス・フィルタを増幅素子の負荷として装荷した場合の平坦特性に匹敵する。

【0036】

ここで、電流出力増幅素子の負荷としてのバンドパス・フィルタは、増幅素子に対し並列に装荷されたL-C並列共振回路及びL-C-R直列共振回路とで構成される。

【0037】

この場合のバンドパス・フィルタは、前記増幅器の出力端子に対し直列的に装荷されたキャパシタを持たないことから、増幅素子の負荷として1次バンドパス・フィルタを適用した場合と同様に、群遅延時間の問題はない。

【0038】

また、この場合、前記増幅素子の出力端子と前記増幅器の出力端子の間にインダクタンス及びキャパシタが直列的に装荷されていない回路構造となる。したがって、増幅器の出力端子とGNDの間に容量素子が存在するので、増幅器の出力端子に後段の回路（ダウンコンバータやAGC、A/D変換器など）が接続された場合であっても、出力端子に付いた寄生容量を定数の一部として吸収することにより、周波数特性の劣化を防ぐことができる。

【0039】

また、本発明に係る増幅器をゲート接地回路及びカスコード回路と組み合わせることで、入力整合を広帯域化した広帯域増幅器を実現することができる。

【0040】

あるいは、本発明に係る増幅器をソース接地回路及びカスコード回路及び電圧帰還回路と組み合わせることで、入力整合を広帯域化した広帯域増幅器を実現することができる。

【発明の効果】

【0041】

本発明によれば、広帯域に一定な伝達特性が得られるので広帯域増幅器を構成することができる。

【0042】

また、本発明によれば、群遅延時間が短いので、電圧帰還増幅器を用いた広帯域増幅器を構成できる。

【0043】

また、本発明によれば、出力端子とGNDの間に並列キャパシタがあるので、出力端子に寄生容量が付いても定数の一部として吸収することが可能で、周波数特性の劣化を防止することが可能である。

【0044】

また、本発明によれば、ゲート接地回路及びカスコード回路と組み合わせることで、入力インピーダンス整合を広帯域化した、高利得の広帯域増幅器を構成できる。

【0045】

また、本発明によれば、ソース接地回路及びカスコード回路及び電圧帰還回路と組み合わせることで、入力インピーダンス整合を広帯域化した、高利得の広帯域増幅器を構成することができる。

【0046】

本発明のさらに他の目的、特徴や利点は、後述する本発明の実施形態や添付する図面に基づくより詳細な説明によって明らかになるであろう。

【発明を実施するための最良の形態】

【0047】

以下、図面を参照しながら本発明の実施形態について詳解する。

【0048】

図1には、本発明の位置実施形態に係る広帯域増幅器の構成を示している。この広帯域増幅器は、概略的には、MOS-FETやバイポーラ・トランジスタなどで構成される増

幅素子と、バンドパス・フィルタの組み合わせによって構成される。

【0049】

より具体的には、広帯域増幅器は、電流出力型の増幅素子102のドレイン及びソースに、並列コイルLp103及び並列キャパシタCp104からなるL-C並列共振回路と、直列コイルLs107と直列キャパシタCs106と抵抗RL105からなるL-C-R直列共振回路が、負荷として並列的に装荷して構成される。

【0050】

図中の参照番号101はこの広帯域増幅器の入力端子を表し、参照番号108は広帯域増幅器の出力端子を表し、増幅素子102は電圧制御電流源として動作する。すなわち、入力端子101における電圧V1は、増幅素子102のゲートに印加され、増幅素子は、このゲート電圧V1をgm倍した電流を図中矢印の向きに出力する。このときの出力端子108の電圧をV2とする。

【0051】

図1に示した広帯域増幅器の伝達関数H(s)を下式に表す。

【0052】

【数3】

$$H(s) = \frac{-\left(s^3 \cdot L_p \cdot L_s \cdot C_s + s^2 \cdot L_p \cdot C_s \cdot R_L \cdot g_m + s \cdot L_p \cdot g_m\right)}{s^4 \cdot L_p \cdot L_s \cdot C_p \cdot C_s + s^3 \cdot L_p \cdot C_p \cdot C_s \cdot R_L + s^2 \cdot (L_p \cdot C_p + L_s \cdot C_s + L_p \cdot C_s) + s \cdot C_s \cdot R_L + 1}$$

【0053】

図2には、図1に示した広帯域増幅器の極零配置をs-plane上で示している。同図において、零点を○で、極点を×で示している。ここでは、通過帯（たとえは3GHz～5GHz）を平坦にするためにバタワース特性としている。また、図3及び図4には、図1に示した広帯域増幅器の伝達特性例と群遅延特性をそれぞれ示している。但し、中心周波数を4GHzにして、gm×RL=1として正規化している。

【0054】

s-plane上では、伝達関数H(s)の分母が0となる点に極点が配置され、分子が0となる点に零点が配置される。図2に示すs-plane上では、s-planeの中央に零点が配置されるとともに、バンドパス・フィルタの次数に相当する2個の極点がs-planeの片側に現れる。さらに、本実施形態では、直列コイルLsと直列キャパシタCsと抵抗RLからなるL-C-R直列共振回路の配設により、原点以外の場所にも、2個の極点の間に零点を設けている。

【0055】

s-plane上において零点で-∞、極点では+∞の伝達特性をそれぞれ持つとしたときのimaginary軸上での断面が伝達特性に相当する。このことから、原点以外の場所に配置された零点とその近辺の極点との相互作用により、通過帯における平坦特性は向上する。具体的には、本実施形態に係る広帯域特性は、2次バンドパス・フィルタを増幅素子の負荷として装荷した場合（図12を参照のこと）の伝達特性（図14を参照のこと）に匹敵する。

【0056】

また、本実施形態に係る広帯域増幅器の場合、増幅素子102の出力端子がそのまま増幅器としての出力端子108となっていることから、増幅素子の負荷として1次バンドパス・フィルタを適用した場合（図8を参照のこと）と同様に、群遅延時間の問題はない。

このことは、図4と図11の比較からも理解できよう。

【0057】

また、本実施形態に係る広帯域増幅器の場合、図1を参照して判るように、並列キャパシタ104及び直列キャパシタ106は、いずれも出力端子に対し並列的に装荷されている。すなわち、増幅器の出力端子とGNDの間に容量素子が存在するので、増幅器の出力端子108に後段の回路（ダウンコンバータやAGC、A/D変換器など）が接続された場合であっても、出力端子に付いた寄生容量を定数の一部として吸収することにより、周波数特性の劣化を防ぐことができる。

【0058】

図5には、図1に示した広帯域増幅器において、電流出力増幅素子として、ゲート接地（Common-Gate）のカスコード増幅器（Cascode Amplifier）を適用した場合の構成例を示している。

【0059】

入力端子101はMOS-FET201のソースに接続され、入力信号が印加される。キャパシタ204は、MOS-FET201のゲートとGNDの間に接続され、MOSFET201のゲートを交流的に接地する。抵抗202は、MOS-FET201のゲートとバイアス端子203の間に接続され、MOS-FET201に所定のゲート電圧を供給する。MOS-FET301のソースはMOS-FET201のドレインに接続され、カスコード回路を構成する。

【0060】

キャパシタ302は、MOS-FET301のゲートとGNDの間に接続され、MOS-FET301のゲートを交流的に接地する。MOS-FET301のゲートは、バイアス端子303に接続され、所定のゲート電圧が印加される。

【0061】

参照番号103と104はそれぞれL-C並列共振回路を構成する並列インダクタL_pと並列キャパシタC_pである。また、参照番号107と106と105はL-C-R直列共振回路を構成する直列インダクタL_s、直列キャパシタC_s、及び抵抗R_Lである。これらL-C並列共振回路、及びL-C-R直列共振回路は、増幅素子の負荷として並列的に装荷されている。参照番号108は出力端子である。

【0062】

MOS-FET201はゲート接地であるので（ソースが入力となる）、そもそも入力インピーダンスが低く、インピーダンス整合を広帯域化することができるので、アンテナとのマッチングがよい。また、カスコード接続されたMOS-FET301のゲート幅WはMOS-FET201のゲート幅Wとは独立に設定できるので、MOS-FET201のゲート幅Wを大きくして高利得化するのに適している。さらに、本発明の出力回路によって、広帯域に一定の電圧利得を得ることができる。

【0063】

また、図6には、図1に示した広帯域増幅器において、電流出力増幅素子として、ソース接地（Common-Source）のカスコード電圧帰還増幅器（Cascode Amplifier with Voltage feedback）を適用した場合の構成例を示している。

【0064】

入力端子101はMOS-FET201のゲートに接続され、入力信号が印加される。MOS-FET201のソースはGNDに接地されている。また、MOS-FET301のソースはMOS-FET201のドレインに接続され、カスコード回路を構成している。

【0065】

キャパシタ302は、MOS-FET301のゲートとGNDの間に接続され、MOS-FET301のゲートを交流的に接地する。MOS-FET301のゲートはバイアス端子303に接続され、所定のゲート電圧が印加される。

【0066】

キャパシタ401は、MOS-FET301のドレインと抵抗402の間に接続され、電圧帰還の経路の直流を遮断する。抵抗402は、キャパシタ401とMOS-FET201のゲートの間に接続され、電圧帰還の帰還路を構成する。抵抗202は、抵抗402とバイアス端子203の間に接続され、MOS-FET201に所定のゲート電圧を供給する。

【0067】

参照番号103と104は、それぞれL-C並列共振回路を構成する並列インダクタLpと並列キャパシタCpである。また、参照番号107と106と105は、L-C-R直列共振回路を構成する直列インダクタLs、直列キャパシタCs、及び抵抗RLである。これらL-C並列共振回路、及びL-C-R直列共振回路は、増幅素子の負荷として並列的に装荷されている。参照番号108は出力端子である。

【0068】

この場合、ゲートが入力となるので、インピーダンスが高くなるが、キャパシタ401と抵抗402の接続で形成される電圧帰還により、入力インピーダンスが低く、インピーダンス整合を広帯域化できるので、アンテナとのマッチングを図ることができる。また、MOS-FET301がカスコード接続されているので、MOS-FET201のドレインとゲート間のミラー容量が減少して高利得化に適している。さらに、本発明の出力回路によって広帯域に一定の電圧利得を得ることができる。

【0069】

最後に、本実施形態に係る広帯域増幅器をLNAに適用した無線通信装置の構成について、図7を参照しながら説明する。

【0070】

無線通信装置10は、例えば極めて広い周波数帯域を使用して無線通信を行なうUWB通信を行なう。図示の無線通信装置10は、送受信共用のアンテナ11及びバンドパス・フィルタ12を備え、送受信切替器13を介して、受信系統と送信系統に分岐される。

【0071】

受信系統は、受信信号を電圧増幅する低雑音アンプ(LNA)14と、電圧増幅された受信信号を周波数変換によりダウンコンバートするダウンコンバータ15と、自動利得制御器(AGC)16と、アナログ-デジタル変換器17と、受信データのデジタル信号処理を行なう信号処理回路18で構成される。

【0072】

ここで、低雑音アンプ14として、図1に示した広帯域増幅器を使用することで、広い周波数範囲において一括して電圧増幅を行なうことができる。この場合、群遅延時間が短いので、電圧帰還増幅器を用いた広帯域増幅器を構成できる。また、ダウンコンバータ15以降の後段の回路が寄生容量として作用しても、出力端子とGNDの間に並列キャパシタがあるので、出力端子に寄生容量が付いても定数の一部として吸収することが可能で、周波数特性の劣化を防止することが可能である(前述)。

【0073】

一方、送信系統では、送信データを信号処理するデジタル信号処理回路21と、送信データをアナログ信号に変換するデジタル-アナログ変換器22と、アナログ送信信号を周波数変換してアップコンバートするアップコンバータ23と、アップコンバートされた送信信号の電力を増幅するパワーアンプ(PA)24で構成される。

【産業上の利用可能性】

【0074】

以上、特定の実施形態を参照しながら、本発明について詳解してきた。しかしながら、本発明の要旨を逸脱しない範囲で当業者が該実施形態の修正や代用を成し得ることは自明である。

【0075】

本明細書では、広帯域増幅器を主に無線通信機の受信時における電圧増幅に適用した場

合を中心に本発明の構成並びに作用効果について説明してきたが、本発明の要旨はこれに限定されるものではない。本発明に係る広帯域増幅器を、無線通信の送信時に適用した場合、あるいは無線通信以外の電圧増幅に適用した場合であっても、同様に本発明が実現可能であることは言うまでもない。

【0076】

要するに、例示という形態で本発明を開示してきたのであり、本明細書の記載内容を限定的に解釈するべきではない。本発明の要旨を判断するためには、冒頭に記載した特許請求の範囲の欄を参照すべきである。

【図面の簡単な説明】

【0077】

【図1】図1は、本発明の一実施形態に係る広帯域増幅器の構成（従来例）を示した図である。

【図2】図2は、図1に示した広帯域増幅器の極零配置をs-plane上で示した図である。

【図3】図3は、図1に示した広帯域増幅器の伝達特性例を示した図である。

【図4】図4は、図1に示した広帯域増幅器の群遅延特性例を示した図である。

【図5】図5は、図1に示した広帯域増幅器において、電流出力増幅素子として、ゲート接地（Common-Gate）のカスコード増幅器（Cascode Amplifier）を適用した場合の構成例を示した図である。

【図6】図6は、図1に示した広帯域増幅器において、電流出力増幅素子として、ソース接地（Common-Source）のカスコード電圧帰還増幅器（Cascode Amplifier with Voltage feedback）を適用した場合の構成例を示した図である。

【図7】図7は、図1に示した広帯域増幅器をLNAに適用した無線通信装置の構成を示した図である。

【図8】図8は、増幅素子と1次のバンドパス・フィルタ（BPF）の組み合わせで構成される広帯域増幅器の構成（従来例）を示した図である。

【図9】図9は、図8に示した広帯域増幅器の極零配置をs-plane上で示した図である。

【図10】図10は、図8に示した広帯域増幅器の伝達特性例を示した図である。

【図11】図11は、図8に示した広帯域増幅器の群遅延特性例を示した図である。

【図12】図12は、増幅素子と2次のバンドパス・フィルタ（BPF）の組み合わせで構成される広帯域増幅器の構成（従来例）を示した図である。

【図13】図13は、図12に示した広帯域増幅器の極零配置をs-plane上で示した図である。

【図14】図14は、図12に示した広帯域増幅器の伝達特性例を示した図である。

【図15】図15は、図12に示した広帯域増幅器の群遅延特性例を示した図である。

【符号の説明】

【0078】

10…無線通信装置

11…アンテナ

12…バンドパス・フィルタ（BPF）

13…送受信切替器

14…低雑音アンプ（LNA）

15…ダウンコンバータ

16…自動利得制御器（AGC）

17…アナログ-デジタル変換器（ADC）

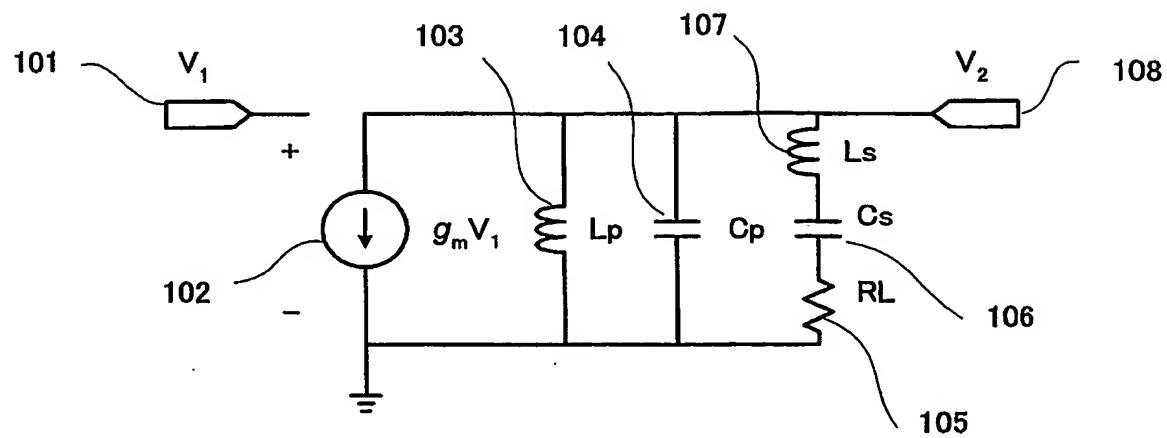
18, 21…信号処理回路（DSP）

22…デジタル-アナログ変換器（DAC）

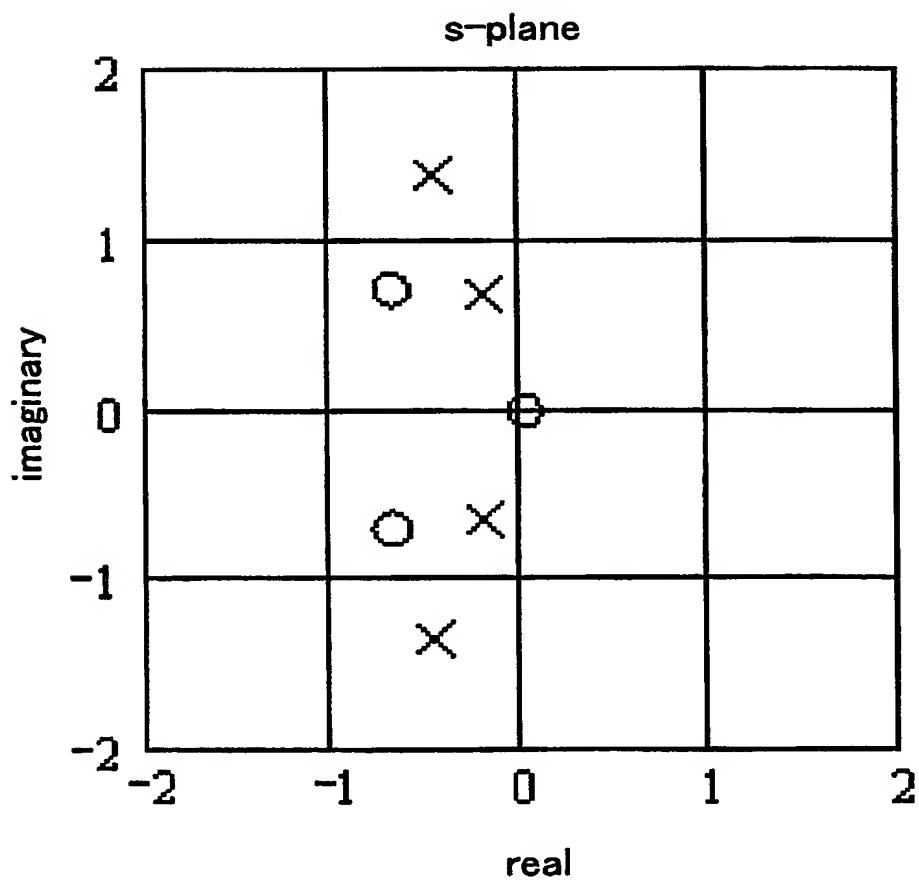
23…アップコンバータ
24…電力増幅器 (P A)
101…入力端子
102…増幅素子
103…並列コイル L p
104…並列キャパシタ C p
105…抵抗 R L
106…直列キャパシタ C s
107…直列コイル L s
108…出力端子
201, 301…M O S - F E T
202, 402…抵抗
203, 303…バイアス端子
204, 302, 401…キャパシタ

【書類名】図面

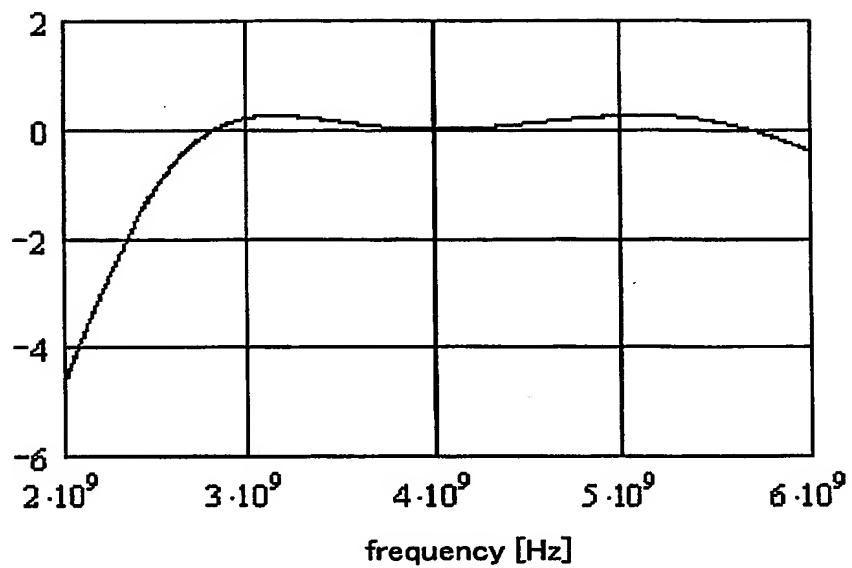
【図1】



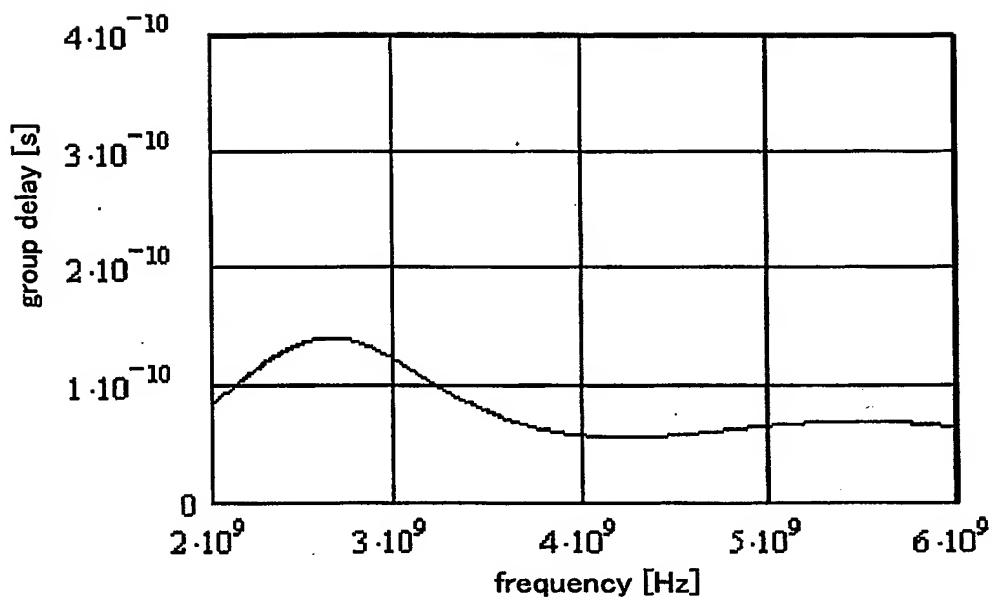
【図2】



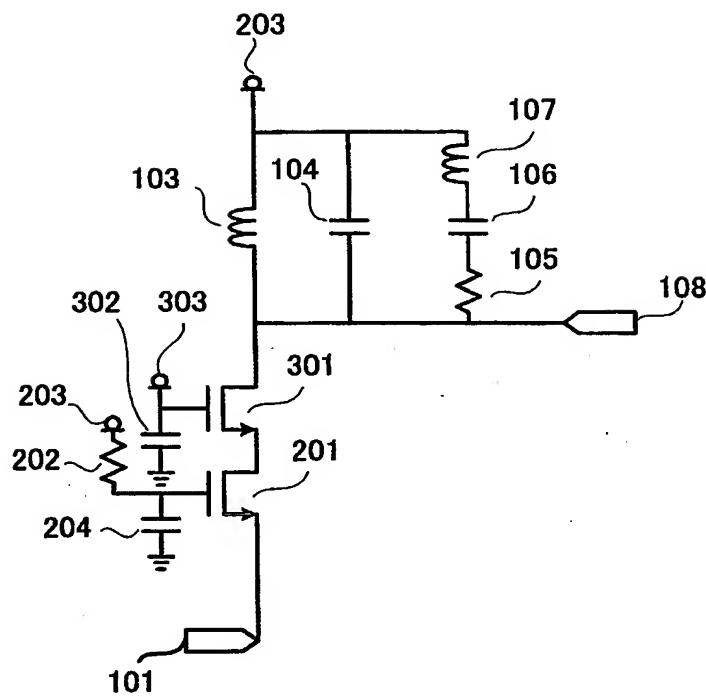
【図3】



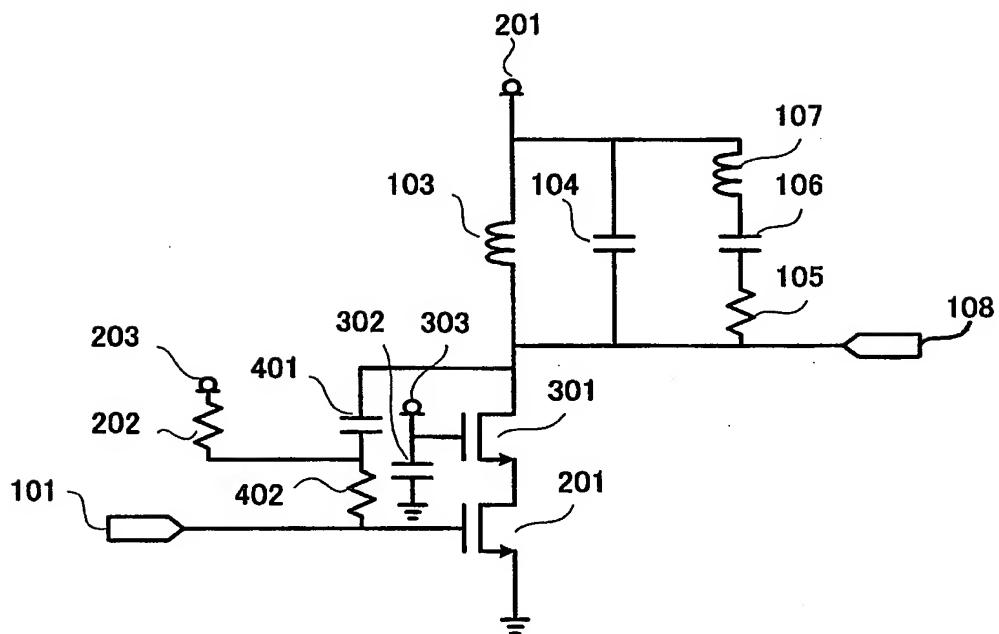
【図4】



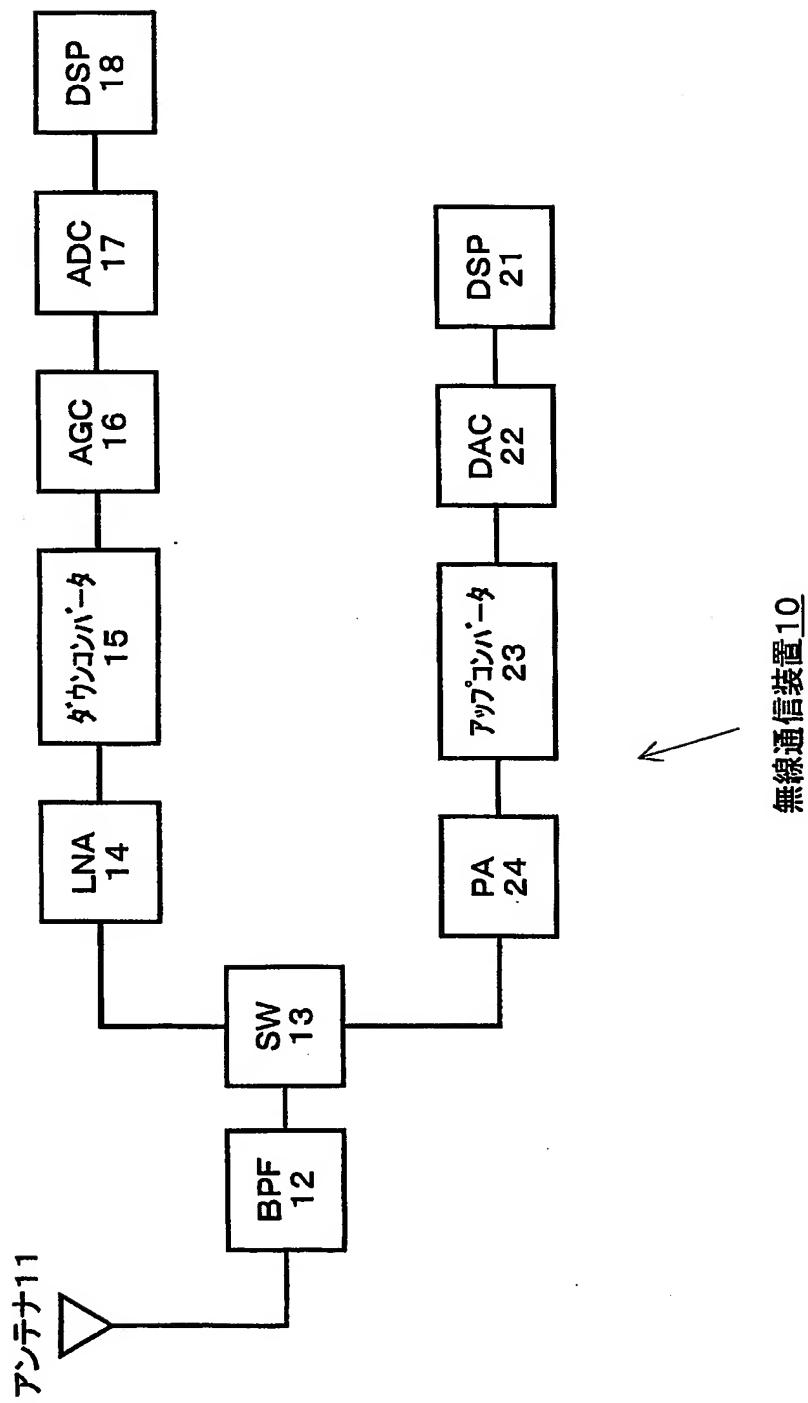
【図 5】



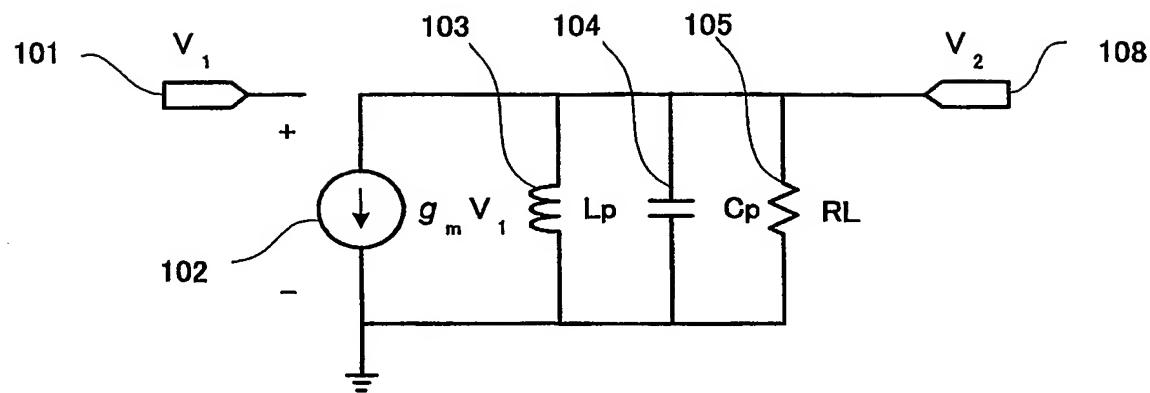
【図6】



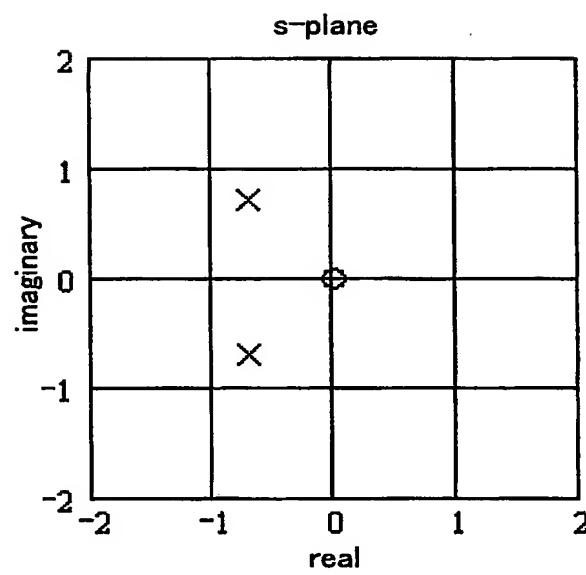
【図7】



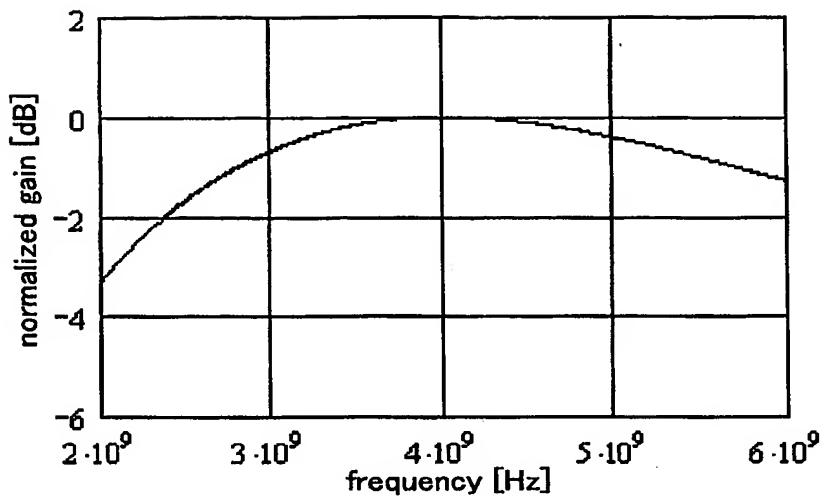
【図8】



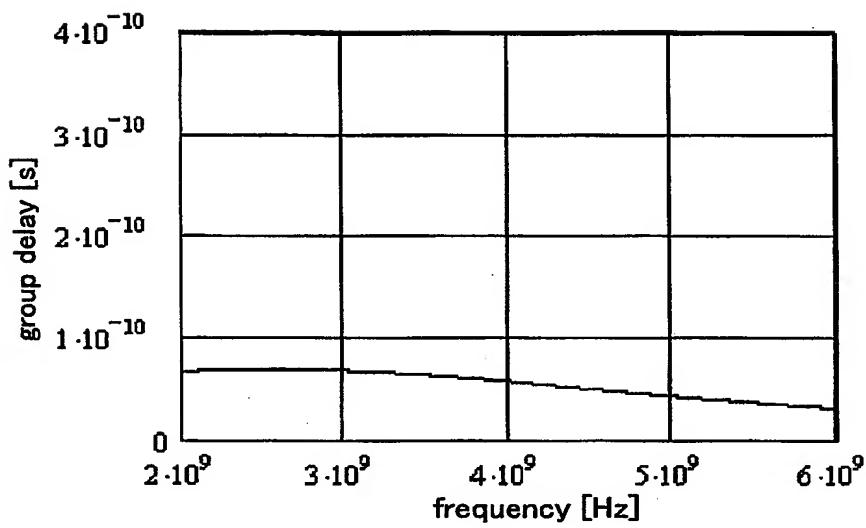
【図9】



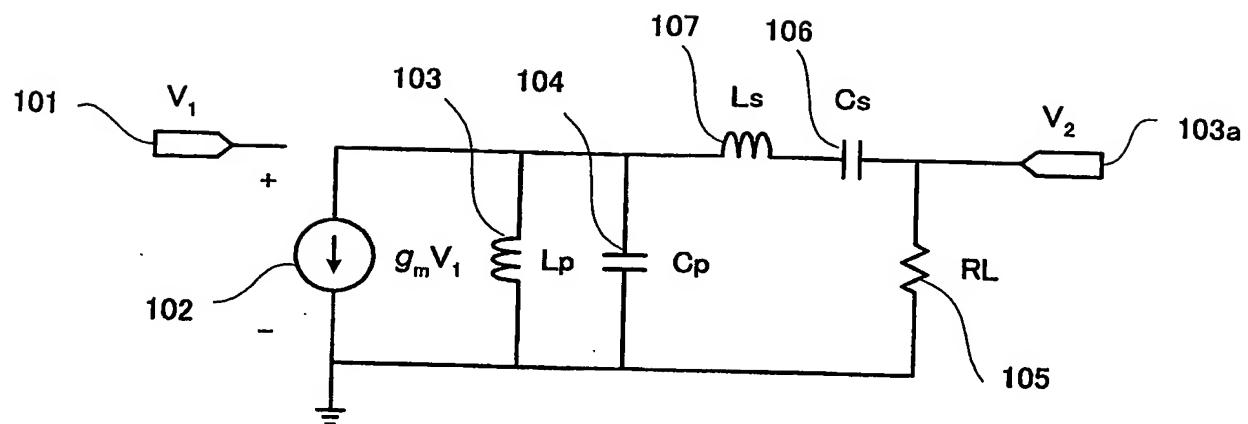
【図10】



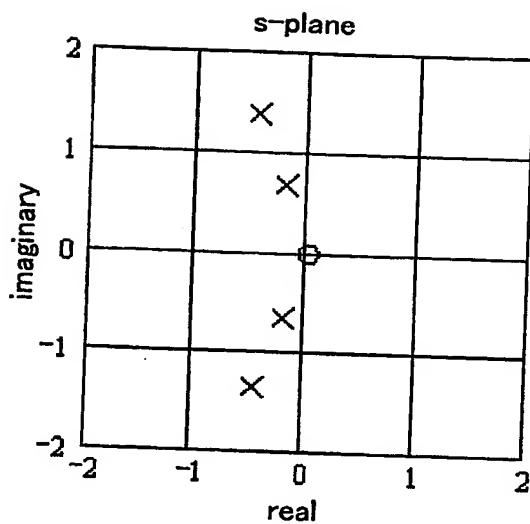
【図11】



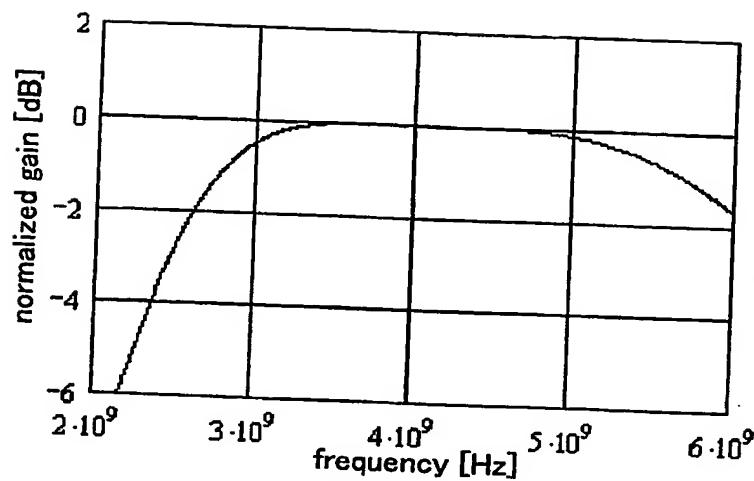
【図12】



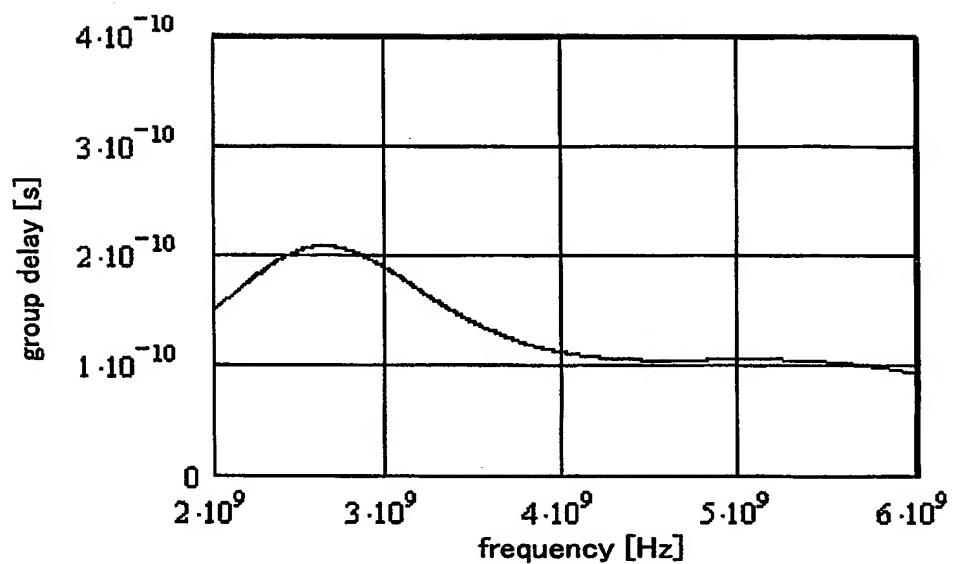
【図13】



【図14】



【図15】



【書類名】要約書

【要約】

【課題】 広い周波数範囲において平坦な増幅特性を備え、寄生容量による劣化を防止し、且つ群遅延時間が短い広帯域増幅器を提供する。

【解決手段】 広帯域増幅器は、電流出力増幅素子の負荷としてL-C並列共振回路及びL-C-R直列共振回路からなるバンドパス・フィルタが並列に装荷されている。バンドパス・フィルタは、s-plane上で複数の極点及び該極点間に零点を持ち、通過帯における平坦特性は向上する。増幅素子の出力端子が増幅器としての出力端子となり、群遅延の問題がない。増幅器の出力端子とGNDの間の容量素子が寄生容量を定数の一部として吸収し、周波数特性の劣化を防ぐ。

【選択図】 図1

特願 2003-412310

出願人履歴情報

識別番号 [000002185]

1. 変更年月日 1990年 8月30日

[変更理由] 新規登録

住所 東京都品川区北品川6丁目7番35号
氏名 ソニー株式会社